

Capitolo 7

Amplificatori a transistor: circuiti base

7.1 Funzionamento del transistor: circuiti base

Il transistor bipolare, quando usato nella zona attiva (cioè con $V_{BE} > V_\gamma$, $V_C > V_B$) si comporta come amplificatore di corrente. Una piccola corrente iniettata in base controlla una corrente molto maggiore che (in un transistor npn) attraversa il transistor nel verso collettore-base-emettitore, come mostrato in figura 7.1 (relativa alla configurazione nota come "emettitore comune" o CE).

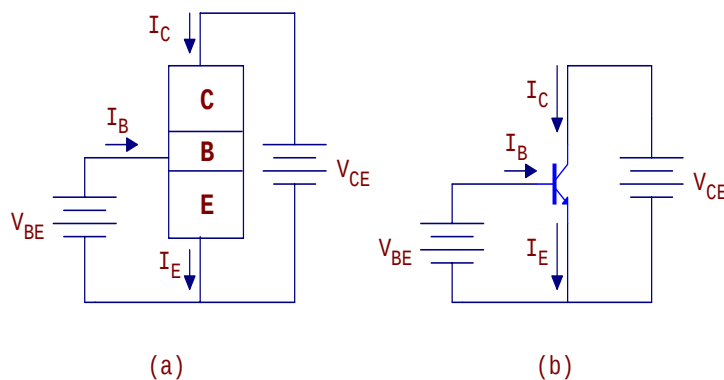


Figura 7.1:

La batteria indicata con V_{CE} fa sì che il collettore sia polarizzato positivamente rispetto all'emettitore più di quanto la base sia polarizzata rispetto al medesimo emettitore. Ciò assicura che V_{CB} sia positivo.

Notiamo che il diodo emettitore-base, polarizzato direttamente, stabilirà una differenza di potenziale V_{BE} all'incirca uguale a 0.7 V (cioè al V_γ del diodo) indipendentemente dalla corrente I_B che entra in base¹. Quest'ultima potrà variare, con una conseguente variazione di I_C , mentre V_{BE} rimarrà praticamente costante.

¹In realtà, in presenza di segnale in base, V_{BE} varia attorno al valore 0.6–0.7 V, come evidente dalle caratteristiche del diodo. È proprio tale piccola variazione di V_{BE} a causare la variazione di corrente nel transistor

A rigore quindi quello che abbiamo indicato con V_{BE} non potrà essere un generatore (ideale) di tensione, poichè in tal caso V_{BE} potrebbe esser maggiore di V_γ , ma al generatore V_{BE} dovrà essere associata una resistenza.

Una configurazione più realistica (ma poco adoperata, come vedremo più avanti) è quella di figura 7.2:

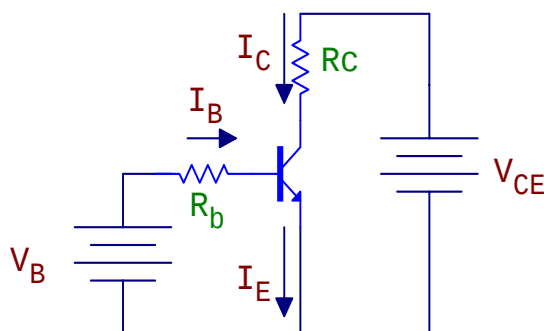


Figura 7.2:

In questa configurazione avremo:

$$V_{BE} = V_B - R_b I_B$$

dove $V_{BE} \approx 0.6 \div 0.7 \text{ V}$. Se ad esempio fissiamo $V_B = 2 \text{ V}$, $R_b = 28 \text{ k}$, avremo:

$$I_B = \frac{2 - 0.6}{28} \text{ mA} = 0.05 \text{ mA}$$

Se ora il transistor avesse un guadagno in tensione $h_{FE} = \beta = 100$, la corrente di collettore I_C sarebbe uguale a 5 mA e quella di emettitore:

$$I_E = I_C + I_B = 5.05 \text{ mA}$$

Ammettendo che sia $V_{CE} = 10 \text{ V}$ ed $R_c = 1 \text{ k}\Omega$, la tensione sul collettore sarà:

$$V_O = 10 - 5 = 5 \text{ V}$$

Se ora aggiungessimo in serie a V_B una tensione variabile (ad esempio sinusoidale), piccola rispetto a V_B , ad esempio una tensione avente un'ampiezza di 0.5 V, I_B varierà tra:

$$(I_B)_{\max} = \frac{2.5 - 0.6}{28} \text{ mA} = 0.068 \text{ mA}$$

e

$$(I_B)_{\min} = \frac{1.5 - 0.6}{28} \text{ mA} = 0.032 \text{ mA}$$

con conseguenti variazioni di I_C comprese tra:

$$(I_C)_{\max} = 6.8 \text{ mA}$$

e:

$$(I_C)_{min} = 3.2 \text{ mA}$$

e di V_O comprese tra:

$$(V_O)_{max} = (10 - 3.2) \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 6.8 \text{ V}$$

e:

$$(V_O)_{min} = (10 - 6.8) \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 3.2 \text{ V}$$

La variazione del segnale di tensione in uscita è:

$$\Delta V_O = (V_O)_{max} - (V_O)_{min} = 3.6 \text{ V}$$

mentre quella del segnale di tensione in ingresso è:

$$\Delta V_i = 0.5 - (-0.5) \text{ V} = 1 \text{ V}$$

ed il guadagno in tensione:

$$G_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_i} = 3.6$$

Notiamo che il numeratore nell'espressione del guadagno dipende dal valore scelto per R_c . Se R_c fosse 1.2 k anziché 1 K, avremmo infatti:

$$(V_O)_{max} = (10 - 3.2 \cdot 1.3) \text{ V} = 6.2 \text{ V}$$

e:

$$(V_O)_{min} = (10 - 6.8 \cdot 1.2) \text{ V} = 1.8 \text{ V}$$

per cui:

$$G_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_i} = 4.4$$

Osserviamo che, se cercassimo di aumentare ulteriormente il guadagno scegliendo un valore di R_c ancora più alto, la tensione sul collettore scenderebbe a valori prossimi a zero o negativi. In tali condizioni il transistor non sarebbe più polarizzato in zona attiva.

Prendiamo ad esempio $R_c = 2.2 \text{ k}\Omega$. In assenza di segnale avremo $I_C = 5 \text{ mA}$ e quindi:

$$V_C = 10 - 5 \cdot 2.2 = (10 - 11) \text{ V} = -1 \text{ V}$$

In tali condizioni, la giunzione base-collettore viene ad essere polarizzata con una tensione $V_B - V_C = V_B - V_E + V_E - V_C = 0.6 + 1 = 1.6 \text{ V}$. Vediamo che ora sia la giunzione base-emettitore che quella base-collettore vengono ad essere polarizzate direttamente. Il transistor in tale condizione è "in saturazione".

Poiché entrambi i diodi si assesteranno con tensioni di circa V_γ , avremo $V_C - V_E \approx 0 \text{ V}$.

La zona di saturazione è caratterizzata, come è possibile vedere sulle caratteristiche del transistor (figura 7.3), da valori di I_B maggiori di quelli che, a parità di I_C , competono al medesimo transistor quando esso lavora in zona attiva.

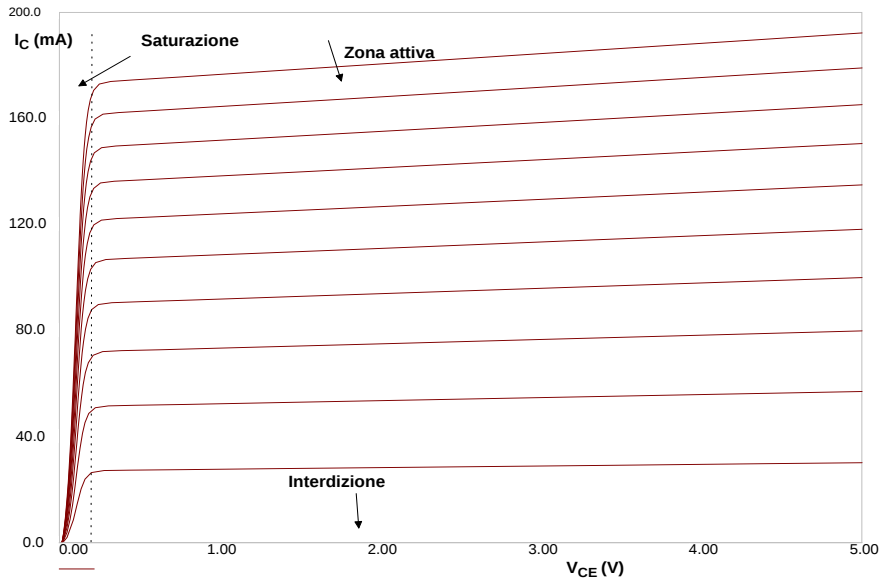


Figura 7.3:

Da un punto di vista pratico, un transistor può esser considerato in saturazione se è:

$$I_B \gg \frac{I_C}{\beta}$$

Se la giunzione base-emettitore è polarizzata inversamente (cioè se $V_{BE} < V_\gamma$), il transistor è "interdetto". Elettroni non fluiscono più dall'emettitore nella base e di conseguenza la corrente nel transistor scende a valori prossimi a zero. In tali condizioni, se la configurazione è quella CE, tutta la tensione applicata al collettore è presente in uscita. Al contrario, come visto, se il transistor è in saturazione, $V_{CE} \approx 0$ (in realtà $V_{CE} \leq 0.2 \text{ V}$) e quindi $V_O \cong (0 \div 0.2)V$.

Nei circuiti digitali il transistor viene spesso fatto lavorare nei due stati d'interdizione ($V_O \approx V_{CC}$) e di saturazione ($V_O \approx 0 \text{ V}$) che vengono associati rispettivamente allo stato logico 1 ed allo stato logico 0.

7.2 Il transistor in zona attiva

Come visto, in zona attiva la corrente di collettore è, in prima approssimazione, legata alla corrente di base da una relazione lineare:

$$i_c = \beta i_b \quad (7.1)$$

dove $\beta = h_{fe} \approx h_{FE}$, è il guadagno in corrente per piccoli segnali.

Adoperiamo le seguenti convenzioni

- i_b = componente variabile della corrente di base
- I_B = componente continua (quiescente) della corrente di base
- i_B = corrente di base totale $i_B = I_B + i_b$

con analoghi simboli per le correnti di collettore e di emettitore.
Analogamente per le tensioni:

- v_{ce} = componente variabile della tensione collettore-emettitore
- V_{CE} = componente continua della tensione collettore-emettitore
- v_{CE} = tensione totale: $v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$

Un "circuito equivalente" che descrive la relazione lineare 7.1 è quello indicato in figura 7.4.

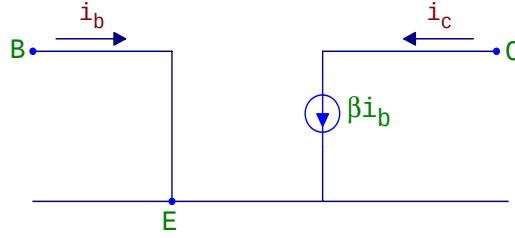


Figura 7.4:

dove sono indicati i terminali "esterni" di collettore, emettitore e base e dove è presente nella maglia d'uscita un generatore ideale di corrente βi_b (un generatore *dipendente*, in cui appunto la corrente di maglia è funzione della corrente presente nella maglia d'ingresso, i_b).

Il circuito equivalente disegnato è troppo grossolano, poichè esso non tiene conto di alcune proprietà fisiche del transistor. Vediamo di esaminarle.

La prima cosa di cui dobbiamo tener conto è la resistenza associata al diodo base-emettitore. Come sappiamo, un tale diodo ha una "resistenza differenziale" (definita come $dv/di = r_e$) data da:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{26}{I_E(mA)} (\Omega)$$

dove nel nostro caso I_E è la corrente di emettitore. "Guardiamo" ora dentro la base e chiediamoci quale sia la resistenza vista. In altre parole, immaginiamo che una variazione di potenziale ΔV_B sia applicata alla base e misuriamo la conseguente variazione ΔI_B della corrente. La resistenza "vista" guardando nella base è:

$$r_{be} = \frac{\Delta v_B}{\Delta i_B} = \frac{\Delta v_B}{\Delta i_E} \cdot \frac{\Delta i_E}{\Delta i_B} \cong \frac{\Delta v_B}{\Delta i_E} \cdot \beta$$

Ma ora vediamo che $\Delta v_B \cong \Delta v_{BE}$, per cui:

$$r_{be} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_E} \cdot \beta = \beta r_e = \beta \frac{V_T}{I_E}$$

Questa è quindi la resistenza "vista guardando nella base".

In realtà, a questo termine, associato alla resistenza del diodo base-emettitore, c'è da aggiungere un ulteriore termine, indipendente da I_E e da β , dovuto alla resistenza intrinseca della base. Questo termine, noto come la "base spreading resistance" ed

indicato con $r_{bb'}$, vale mediamente $\approx 100 \Omega$. In definitiva quindi, la resistenza "vista guardando nella base" è pari alla somma dei due termini: $r_{b'e} + r_{bb'}$. Per una corrente I_E tipica di 1 mA ed un β di 100, vediamo che

$$r_{b'e} \approx 100 * 25/1 = 2500 \Omega$$

cioè è molto maggiore di $r_{bb'}$.

Il circuito equivalente disegnato in precedenza può, tenendo conto della resistenza di base, esser ora modificato come mostrato in figura 7.5.

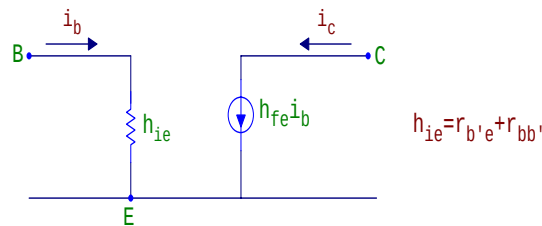


Figura 7.5:

dove abbiamo introdotto un parametro $h_{ie} = r_{b'e} + r_{bb'}$.

Il range di valori che h_{ie} ed h_{fe} assumono per un dato transistor è normalmente fornito dai costruttori.

7.2.1 L'effetto Early

Un ulteriore aspetto fisico nel funzionamento del transistor deve a questo punto esser preso in considerazione. Sappiamo che, in un transistor npn che lavora in zona attiva, una frazione α degli elettroni che dall'emettitore entrano in base (con giunzione base-emettitore polarizzata direttamente) passa nel collettore (la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente). Una frazione $(1 - \alpha)$ è catturata dalle lacune presenti in base e contribuisce alla corrente di base. Notiamo che, essendo il drogaggio della base non elevato e la larghezza della base stretta, il parametro α è vicino ad 1. Il β del transistor, definito come: $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$, sarà quindi elevato. Se un qualche meccanismo interviene a ridurre la larghezza effettiva della base, α diverrà ancora più vicino ad 1 e β aumenterà ulteriormente. Ad esempio, se α passa da 0.995 a 0.996, β passerà da 199 a 249. Una variazione di una parte su mille in α si traduce in una variazione del 25% in β !

Un meccanismo che causa simili variazioni è presente nei transistor, per effetto della polarizzazione inversa della giunzione base-collettore. Infatti, sappiamo che l'effetto della polarizzazione inversa in un diodo è quello di un allargamento della zona di svuotamento in prossimità della giunzione. Nel nostro caso, all'aumentare della tensione di collettore, aumenta la polarizzazione inversa della giunzione base-collettore e ciò causa un allargamento della zona di svuotamento nella base. Ciò diminuisce la larghezza effettiva della base e diminuisce quindi la probabilità che un elettrone immesso in base dall'emettitore sia catturato da una lacuna; in altre parole diminuisce la grandezza che abbiamo chiamato $(1 - \alpha)$, ed aumenta α e quindi β . In altri termini, il guadagno del transistor aumenta all'aumentare di V_{CE} . Ciò fa sì che le caratteristiche d'uscita non siano delle rette orizzontali, ma inclinate.

Ammettendo che le curve abbiano una pendenza costante potremo allora scrivere, al posto della 7.1:

$$i_c = \beta i_b + \frac{1}{r_o} v_{ce}$$

Questa corrisponde a sostituire il generatore ideale di corrente nel circuito d'uscita, con un generatore in parallelo ad una resistenza r_o . Ciò è mostrato in figura 7.6.

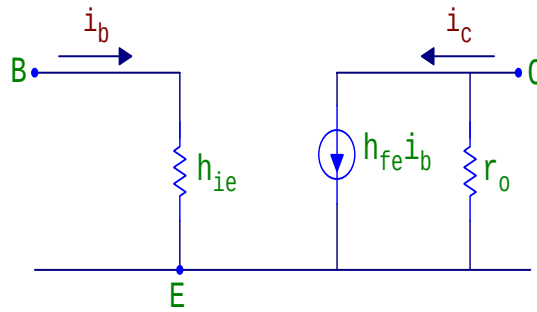


Figura 7.6:

Il meccanismo che abbiamo appena illustrato va sotto il nome di *effetto Early*. I prolungamenti della parte rettilinea delle caratteristiche incontrano l'asse V_{CE} in corrispondenza di un valore V_A della tensione V_{CE} , chiamata "tensione Early". Questa vale qualche centinaio di Volt. L'andamento tipico delle caratteristiche è mostrato in figura 7.7.

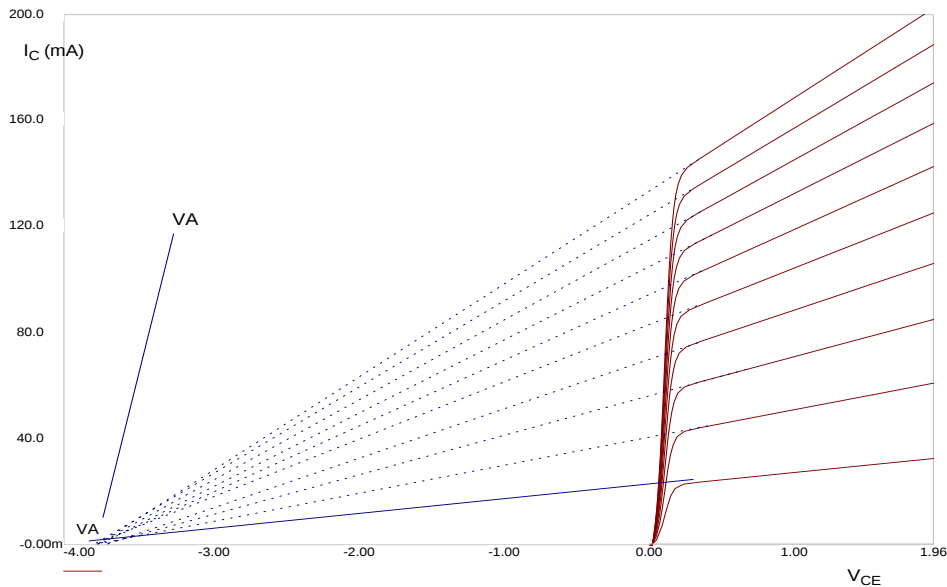


Figura 7.7:

La resistenza r_o ha valori molto grandi (centinaia di $k\Omega$). Spesso è quotato il suo inverso, $h_{oe} = 1/r_o$. Val la pena di menzionare che le sottoscritte "e" per i parametri

h stanno ad indicare che esse si riferiscono alla configurazione "emettitore comune" (CE). La lettera h è l'iniziale di "hybrid" e sta a ricordare il fatto che i parametri h_{ie} , h_{oe} , h_{fe} sono "ibridi", nel senso che hanno dimensioni fisiche diverse: h_{ie} è una resistenza, h_{oe} una conduttanza, h_{fe} è adimensionale.

L'effetto Early ha una seconda conseguenza, finora ignorata: all'aumentare della polarizzazione inversa base-collettore si ha una diminuzione della larghezza effettiva della base W e quindi una diminuzione della corrente di ricombinazione in base. Ciò implica che, a parità di valori di V_{BE} la corrente di base diminuisce (o, a parità di corrente di base, V_{BE} aumenta). Vedi figura 7.8.

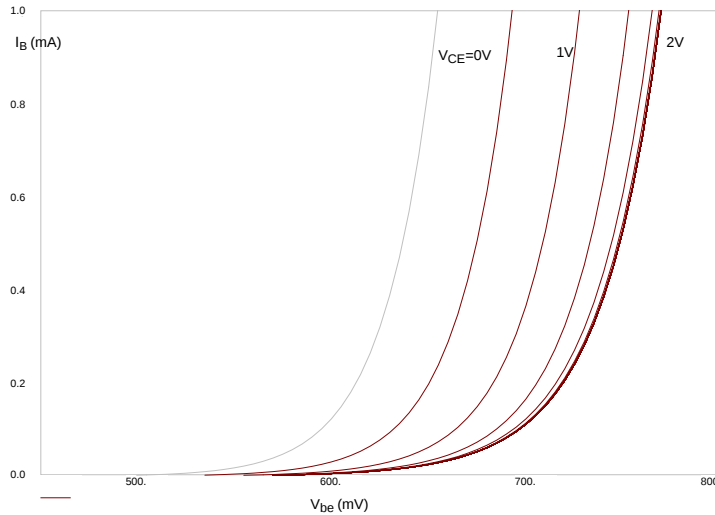


Figura 7.8:

Ciò può esser parametrizzato introducendo, un ulteriore parametro: un generatore di tensione nella maglia d'ingresso, che genera una tensione $v'_b = h_{re}v_{ce}$ dipendente dalla tensione d'uscita.

Il circuito completo diventa ora quello di figura 7.9:

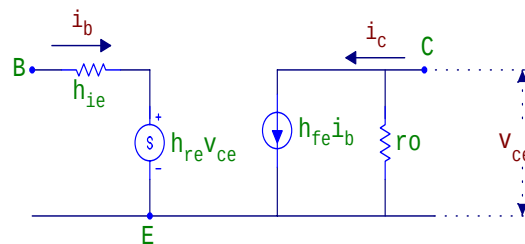


Figura 7.9:

Valori tipici dei parametri ibridi nella configurazione "emettitore comune" sono:

$$h_{ie} \approx 1 \text{ k}\Omega, \quad h_{re} \approx 10^{-4}, \quad h_{fe} \approx 100, \quad h_{oe} \approx 10^{-5} \text{ }\Omega^{-1}$$

7.3 Il modello a π -ibrido (Giacoletto)

Il modello che va sotto il nome di *Giacoletto* è quello di figura 7.10. Questo non ha il generatore di tensione $g_{re}v_{ce}$, ma in esso l'effetto Early è descritto dalla resistenza $r_{b'e}$ che unisce il nodo interno alla base B' con il collettore.

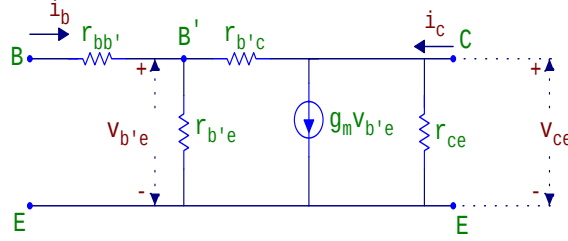


Figura 7.10:

$r_{bb'}$ è la resistenza presente tra il terminale della base ed il contatto ohmico interno alla base stessa; $r_{b'b}$ è la resistenza presente tra il contatto ohmico interno alla base e l'emettitore.

Valori tipici dei parametri, a temperatura ambiente sono; per una corrente quiescente $I_C = 1.3 \text{ mA}$:

$$r_{bb'} = 100 \, \Omega, \quad r_{b'e} = 2 \, k\Omega, \quad r_{b'c} = 20 \, M\Omega, \quad r_{ce} = 200 \, k\Omega$$

Si può far vedere che la transconduttanza g_m è funzione solo di $|I_C|$; a temperatura ambiente:

$$g_m = \frac{|I_C|(mA)}{V_T} = \frac{|I_C|(mA)}{26} \text{ (mA/V)}$$

che, per $I_C = 1.3 \text{ mA}$ vale 50 mA/V .

Facciamo vedere ora che tutte le componenti resistive in questo modello possono essere ottenute dai parametri h nella configurazione CE.

7.3.1 conduttanza d'ingresso

Questa è $g_{b'e} = 1/r_{b'e}$. Dai valori numerici dati, si vede che $r_{b'c} \gg r_{b'e}$. Quindi la corrente di base i_b fluisce in $r_{b'e}$ e:

$$v_{b'e} = i_b r_{b'e}$$

La corrente di collettore a circuito chiuso è data da:

$$i_c = g_m v_{b'e} \approx g_m i_b r_{b'e} = h_{fe} i_b$$

da cui:

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe}}{|I_C|} V_T$$

o anche:

$$g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}}$$

notiamo che, nel range di correnti in cui h_{fe} rimane costante, $r_{b'e}$ è direttamente proporzionale alla temperatura ed inversamente proporzionale alla corrente quiescente I_C .

7.3.2 conduttanza di feedback

Con l'input a circuito aperto, h_{re} è definito come il guadagno inverso di tensione. Ponendo $i_b = 0$ nel circuito a parametri h:

$$h_{re} = \frac{v_{b'e}}{v_{ce}} = \frac{r_{b'e}}{(r_{b'e} + r_{b'c})}$$

da cui:

$$r_{b'e}(1 - h_{re}) = h_{re}r_{b'c}$$

poichè $h_{re} \ll 1$, con buona approssimazione si ha:

$$r_{b'e} = h_{re}r_{b'c}$$

o:

$$g_{b'c} = h_{re}g_{b'e}$$

poichè $h_{re} \approx 10^{-4}$, si vede che: $r_{b'c} \gg r_{b'e}$.

7.3.3 base-spreading resistance

La resistenza d'ingresso con l'output in corto-circuito è h_{ie} . In queste condizioni $r_{b'e}$ è in parallelo con $r_{b'c}$. Poichè $r_{b'c} \gg r_{b'e}$, ne segue che $r_{b'c} \parallel r_{b'e} \cong r_{b'e}$, e quindi:

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e}$$

facendo uso dell'espressione ottenuta in precedenza per $r_{b'e}$, si ha che:

$$h_{ie} = r_{bb'} = h_{fe} \frac{V_T}{|I_C|} \approx h_{fe} \frac{V_T}{|I_C|}$$

poichè di solito $r_{b'e} \gg r_{bb'}$.

7.3.4 conduttanza d'uscita

Nel circuito a parametri h, la conduttanza d'uscita è h_{oe} con l'input a circuito aperto. Per $i_b = 0$ avremo allora:

$$i_c = \frac{v_{ce}}{r_{ce}} + \frac{v_{ce}}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m v_{b'e}$$

con $i_b = 0$ abbiamo $v_{b'e} = h_{re}v_{ce}$, e dall'equazione appena scritta si ha:

$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c}} + g_m h_{re}$$

dove si è fatto uso del fatto che $r_{b'c} \gg r_{b'e}$. Facendo ora uso del fatto che:

$$g_m = h_{fe}g_{b'e}$$

e che:

$$g_{b'e} = \frac{g_{b'c}}{h_{re}}$$

otteniamo:

$$h_{oe} = g_{ce} + g_{b'c} + h_{fe}g_{b'e}h_{re} = g_{ce} + g_{b'c} + \frac{h_{fe}g_{b'e}g_{b'c}}{g_{b'e}}$$

cioè:

$$g_{ce} = h_{oe} - (1 + h_{fe})g_{b'c}$$

Ad alte frequenze, i parametri h debbono esser considerati funzioni complesse della frequenza. Quindi il modello a parametri h non è utile ad analizzare amplificatori di alta frequenza.

Si può tener conto del comportamento di un transistor ad alte frequenze, nell'ambito del modello a parametri π -ibrido, come segue: viene aggiunta tra E e B' la capacità di diffusione dell'emettitore, e tra C e B' la capacità di transizione del collettore.

A basse frequenze è invece più conveniente usare il modello a parametri h .

7.4 La transconduttanza

Un modello che è spesso adoperato, in alternativa a quello a parametri h e che, a basse frequenze è equivalente a questo, è quello che fa uso della transconduttanza g_m . Questa è definita come:

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} \right]_{v_{CE} \equiv v_{CEQ} = \text{cost.}} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right]_{v_{ce}=0}$$

dove $V_{CE} = \text{costante}$ implica che la parte variabile v_{ce} di v_{CE} è stata cortocircuitata (idealmente con un condensatore di grossa capacità).

Il modello che fa uso della transconduttanza è simile a quello a π -ibrido, con l'eliminazione di $r_{b'c}$ (legato all'effetto Early). Il relativo diagramma è mostrato in figura 7.11

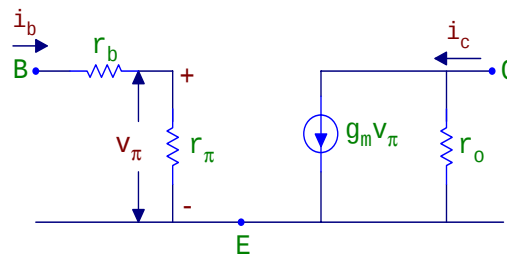


Figura 7.11:

poichè è: $v_\pi = r_\pi i_b$ avremo:

$$i_c = g_m v_\pi = g_m r_\pi i_b$$

per cui vediamo che $g_m r_\pi$ corrisponde ad h_{fe} nel modello a parametri h .

g_m può esser calcolato a partire dalla corrente quiescente $I_C = I_{CQ}$. Infatti è:

$$i_C = \alpha i_E$$

da cui:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right]_{v_{ce}=0} = \alpha \left. \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \right]_{v_{ce}=0}$$

dove la derivata $\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}}$ non è altro che la conduttanza differenziale del diodo:

$$\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} = g_D = \frac{I_{EQ}}{V_T} \cong \frac{I_{EQ}}{26} (\Omega^{-1})$$

per cui:

$$g_m = \alpha \frac{I_{EQ}}{26} = \frac{I_{CQ}}{26} (\Omega^{-1})$$

Inoltre, la resistenza d'ingresso r_i è uguale a:

$$r_i = r_b + r_\pi = h_{ie}$$

Vediamo in definitiva che, tra i parametri g_m , r_b , ed r_π del presente modello e quelli del modello a parametri h, esistono le relazioni:

$$h_{ie} = r_b + r_\pi$$

$$h_{fe} = g_m r_\pi$$

$$h_{oe} = 1/r_o$$

7.5 Le configurazioni base-comune e collettore comune

La configurazione che abbiamo fin qui esaminato era quella in cui l'emettitore era comune al circuito d'ingresso ed a quello d'uscita (configurazione common-emitter o CE). Il modello a parametri h in tale configurazione era caratterizzato dai parametri: h_{ie} , h_{fe} , h_{re} , h_{oe}

Le configurazioni base-comune e collettore comune, schematicamente indicate in figura 7.12 (a)-(b) (dove sono state omesse le resistenze di polarizzazione), possono essere descritte facendo uso di un modello formalmente identico, con la sola sostituzione dei parametri con la sottoscritta "e", con altri parametri, aventi la sottoscritta "b" (base comune o CB) o "C" (collettore comune o CC)

Esistono delle relazioni tra i parametri h nelle tre configurazioni. Cominciamo con l'esaminare la configurazione CB.

A tale scopo, scriviamo le relazioni correnti e tensioni nella configurazione CE. Le convenzioni adoperate per i segni delle tensioni ed i versi delle correnti sono quelle mostrate in figura 7.13

Le relazioni sono le seguenti:

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad (7.2)$$

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (7.3)$$

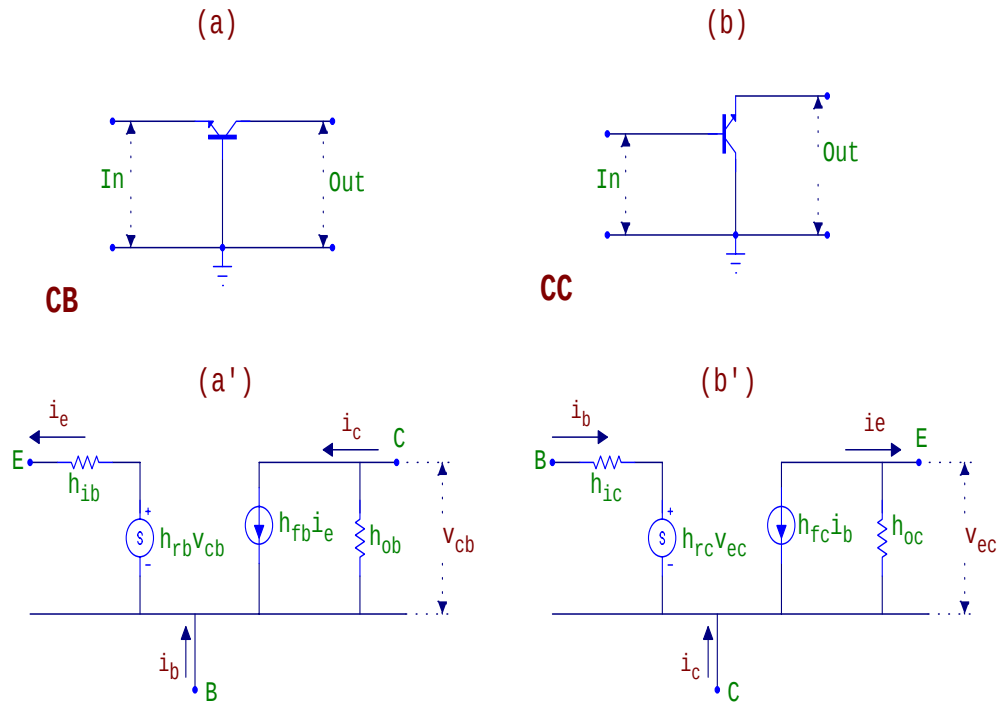


Figura 7.12:

L'analogia relazione, nella configurazione base comune, con riferimento al circuito equivalente mostrato in figura 7.12(a) è data dalle equazioni:

$$i_c = h_{fb}i_e + v_{cb}h_{ob} \quad (7.4)$$

$$v_{eb} = -h_{ib}i_e + h_{rb}v_{cb} \quad (7.5)$$

dove occorre notare che:

$$i_e = i_c + i_b \quad (7.6)$$

$$v_{ce} = v_{cb} + v_{be} \quad (7.7)$$

$$v_{be} = -v_{eb} \quad (7.8)$$

A partire da tali relazioni è facile dimostrare le seguenti relazioni approssimate:

$$h_{ib} = \frac{-h_{ie}}{1 + h_{fe}} \quad (7.9)$$

$$h_{fb} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \quad (7.10)$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} \quad (7.11)$$

$$h_{rb} = -h_{re} + \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} \quad (7.12)$$

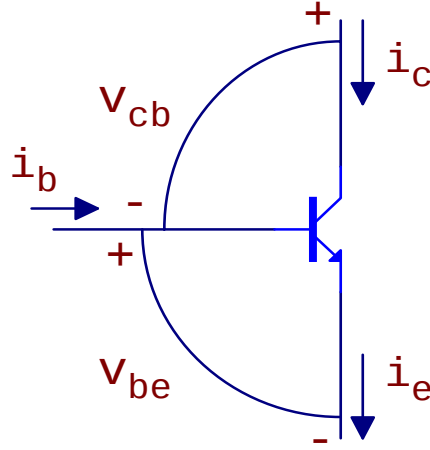


Figura 7.13:

Per ottenere tali relazioni, sostituiamo nelle equazioni 7.3la 7.8:

$$i_c = h_{fe}i_e - h_{fe}i_c + v_{cb}h_{oe} - v_{eb}h_{oe}$$

$$v_{be} = -v_{eb} = h_{ie}i_e - h_{ie}i_c + h_{re}v_{cb} - h_{re}v_{eb}$$

dalla seconda di queste equazioni segue:

$$v_{eb} = \frac{-h_{ie}}{1 - h_{re}}i_e + \frac{h_{ie}}{1 - h_{re}}i_c - \frac{h_{re}}{1 - h_{re}}v_{cb} \quad (7.13)$$

mentre la prima fornisce:

$$i_c(1 + h_{fe}) = h_{fe}i_e + v_{cb}h_{oe} - v_{eb}h_{oe} \quad (7.14)$$

sostituendo in questa l'espressione di v_{eb} data dalla 7.13 otteniamo:

$$i_c = \frac{h_{fe} + h_{ie}h_{oe}/(1 - h_{re})}{1 + h_{fe} + h_{ie}h_{oe}/(1 - h_{re})}i_e + \frac{h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}}v_{cb} \quad (7.15)$$

e, sostituendo questa nella 7.13:

$$v_{eb} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}}i_e + \frac{h_{ie}h_{oe} - h_{re}(1 + h_{fe})}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}}v_{cb} \quad (7.16)$$

Confrontando le 7.15 e 7.16 con le 7.4, 7.5, otteniamo le relazioni che esprimono in modo esatto i parametri h_{ib} , h_{fb} , h_{rb} , h_{ob} :

$$h_{ib} = \frac{-h_{ie}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.17)$$

$$h_{fb} = \frac{h_{fe}(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.18)$$

$$h_{rb} = \frac{-h_{re}(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.19)$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.20)$$

Poichè $h_{re} \ll 1$, queste sono, con ottima approssimazione:

$$h_{ib} = \frac{-h_{ie}}{(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.21)$$

$$h_{fb} = \frac{h_{fe} + h_{ie}h_{oe}}{(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.22)$$

$$h_{rb} = \frac{-h_{re}(1 + h_{fe})}{(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}} + \frac{h_{ie}h_{oe}}{(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.23)$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{(1 + h_{fe}) + h_{ie}h_{oe}} \quad (7.24)$$

poichè inoltre tipicamente è $(1 + h_{fe} \approx h_{fe} \approx 100$ nonchè $h_{ie}h_{oe} \cong 0.01$, seguono le relazioni approssimate 7.12 .

7.6 Circuiti di polarizzazione del transistor

Dall'esame delle caratteristiche d'uscita del transistor è possibile, tenendo conto della particolare applicazione voluta (amplificatore, adattatore d'impedenza etc.), stabilire il punto di lavoro, cioè i valori quiescenti di I_C , I_B e V_{CE} nel caso si voglia adottare una configurazione CE. Fissati tali valori, occorrerà fissare un circuito di polarizzazione, cioè un insieme di tensioni e resistenze opportune, tali da stabilire, in assenza di segnale applicato, tali condizioni quiescenti. Consideriamo come esempio quello di figura 7.14

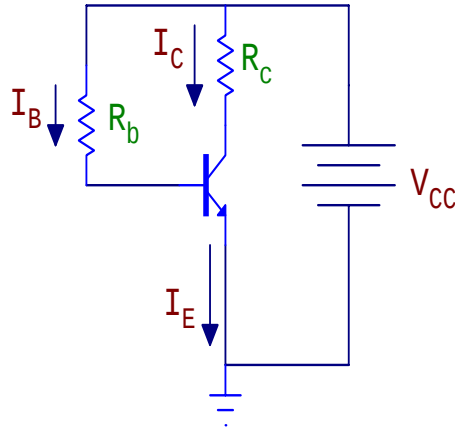


Figura 7.14:

ed ammettiamo di voler fissare I_C , I_B e V_{CE} a determinati valori, che chiameremo I_{CQ} , I_{BQ} e V_{CEQ} .

Dall'esame del circuito di base otteniamo:

$$V_{CC} - R_b I_{BQ} = V_{BE} \cong 0.7 \text{ V}$$

da cui:

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{BQ}} \quad (7.25)$$

La scelta di V_{CC} non è del tutto libera, poichè il circuito di collettore deve essere scelto in modo tale che sia $I_C = I_{CQ}$ ed inoltre R_c deve essere tale da fornire la retta di carico voluta.

In effetti, dall'analisi del circuito di collettore otteniamo:

$$V_{CC} - R_c I_C - V_{CE} = 0 \quad (7.26)$$

che è l'equazione della retta di carico (vedi figura 7.15)

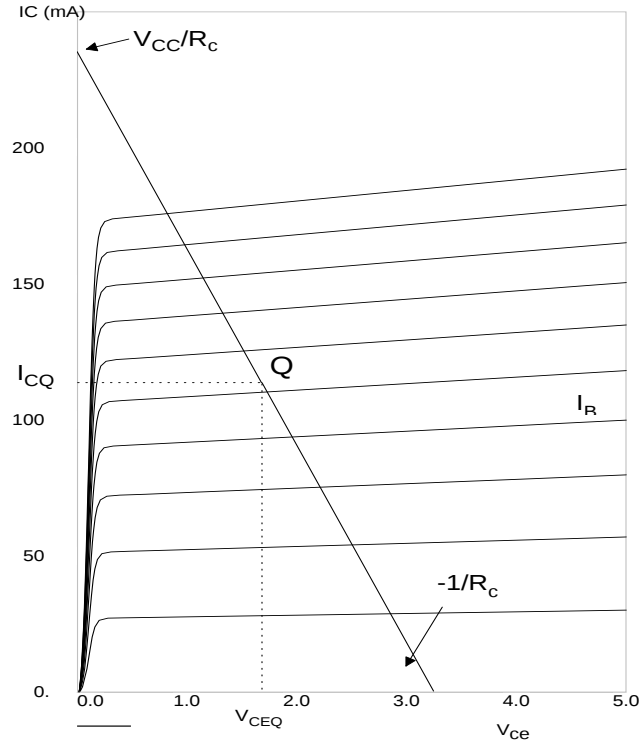


Figura 7.15:

L'intercetta della retta di carico con l'asse V_{CE} è pari a V_{CC} , la pendenza è $-1/R_c$.

Ovviamente, la retta dovrà essere stata scelta in modo da passare per il punto Q:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ}$$

In tal modo, fissati V_{CC} ed R_c , R_b può essere ottenuto dalla 7.25.

Il circuito illustrato come esempio non è conveniente dal punto di vista pratico. Infatti in tale circuito il valore quiescente della corrente di base è fisso e ciò implica che la corrente di collettore $I_C = \beta I_B$, dipenda dal β del transistor. Poichè questo cambia molto tra un transistor ed un altro del medesimo tipo, il circuito di polarizzazione scelto non è molto conveniente. Potrebbe infatti accadere che, scelto un punto di lavoro sulla base delle caratteristiche fornite dal costruttore, e fissata quindi, con il circuito di polarizzazione in esame una certa corrente di base I_B , ad essa corrisponda per il transistor che si sta realmente adoperando, un valore di I_C molto diverso dal valore di I_{CQ} voluto.

Se il valore di I_{CQ} sale, aumenta la caduta di potenziale ai capi di R_c e diminuisce quindi la tensione sul collettore. Se l'aumento di I_{CQ} è grande, si potrà arrivare ad

una situazione in cui il collettore è positivo rispetto alla base: il transistor andrà in saturazione.

Convienne quindi, anzichè mantenere I_B fisso, fare in modo che siano fissi I_C e V_{CE} .

Un secondo motivo per cui non è consigliabile tenere I_B fisso è la dipendenza di I_C , a parità di I_B , dalla temperatura.

In effetti, la corrente di collettore ha anche un termine proporzionale alla corrente inversa di saturazione I_{CO} :

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CO}$$

ne segue:

$$\frac{dI_C}{dI_{CO}} = \beta + 1 \approx 100$$

e, poichè I_{CO} raddoppia per ogni $10^\circ C$ di aumento della temperatura, avremo tipicamente, per un tale aumento di temperatura:

$$\Delta I_C = 2(\beta + 1)I_{CO}$$

dove $I_{CO} \approx 10 \text{ nA}$ a temperatura ambiente (per il silicio). Ne segue:

$$\Delta I_C \cong 200 \times 10 \times 10^{-6} \text{ mA} = 2 \mu A$$

Anche se tale effetto è piccolo, esso può innescare un processo cumulativo: l'aumento di I_C darà luogo ad un aumento di temperatura, che a sua volta farà aumentare I_C . Il processo è noto come "thermal runaway", ed esso può portare alla distruzione del transistor o comunque a farlo lavorare fuori dalla zona attiva.

Un circuito che ovvia a tali inconvenienti è quello di figura 7.16.

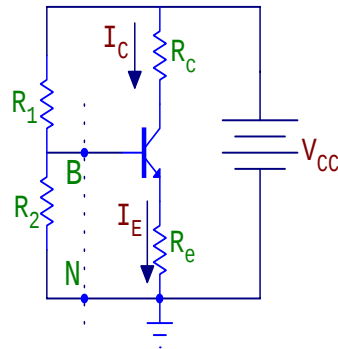


Figura 7.16:

In questo circuito, se aumenta I_C , aumenta anche I_E e ciò causa una caduta di potenziale ai capi di R_e , cioè una diminuzione di V_{BE} . Tale diminuzione di V_{BE} causerà una diminuzione della corrente di emettitore (e di base) e quindi una diminuzione di I_C . Questo è un tipico esempio di "reazione negativa". Per analizzare tale circuito, sostituiamo la parte di esso situata a sinistra della linea BN con il suo equivalente di Thevenin (vedi figura 7.17).

con:

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

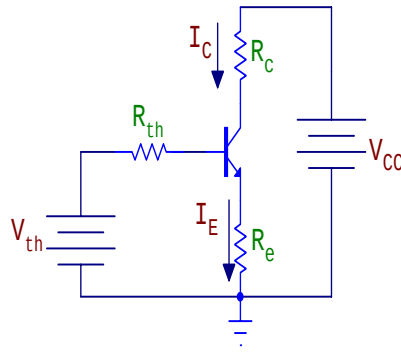


Figura 7.17:

Applicando il teorema di Kirchhoff per le maglie al circuito di base, otteniamo:

$$V_{th} = I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_e \cong \frac{I_E}{\beta + 1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_e$$

da cui:

$$I_E = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_e + R_{th}/(\beta + 1)} \quad (7.27)$$

Per far sì che I_E non risenta di variazioni nel valore di β nè di cambiamenti di temperatura, imponiamo i seguenti vincoli:

(a) $V_{th} \gg V_{BE}$

(b) $R_e \gg R_{th}/(\beta + 1)$

la prima delle due condizioni fa sì che piccole variazioni di V_{BE} (attorno a 0.7 V) siano trascurabili rispetto a V_{th} , che dominerà nel numeratore dell'espressione di I_E . Tuttavia, V_{th} non può esser molto grande, poichè aumentando V_{th} dovrà aumentare la tensione del collettore (per mantenere polarizzata inversamente la giunzione base-collettore) e ciò, a parità di V_{CC} , diminuirà l'escursione del segnale ai capi di R_c e quindi il guadagno.

Un compromesso può esser raggiunto scegliendo $V_{th} \cong 1/3 V_{CC}$, $V_{CB} \cong 1/3 V_{CC}$ e $I_C R_c \cong 1/3 V_{CC}$.

La condizione (b) fa sì che I_E sia indipendente da β . Tale condizione può esser soddisfatta scegliendo R_{th} piccolo, cioè prendendo due resistenze R_1 ed R_2 di piccolo valore. Tuttavia anche questa scelta ha degli inconvenienti. Se R_1 ed R_2 sono piccole, avremo una notevole energia dissipata in esse per effetto Joule. Inoltre, la resistenza d'ingresso R_{in} del circuito è il parallelo di quella del transistor e di R_{th} . Un piccolo valore di R_{th} abbasserà quindi R_{in} , e ciò non è desiderabile nella più gran parte dei casi. Ancora una volta dobbiamo raggiungere un compromesso. Notiamo a questo riguardo che la condizione (b) può esser scritta:

$$(\beta + 1) R_e \gg R_{th}$$

e che il termine a sinistra di questa equazione è la resistenza d'ingresso del transistor con la resistenza R_e sull'emettitore. Il circuito d'ingresso può ora essere ridisegnato come mostrato in figura 7.18.

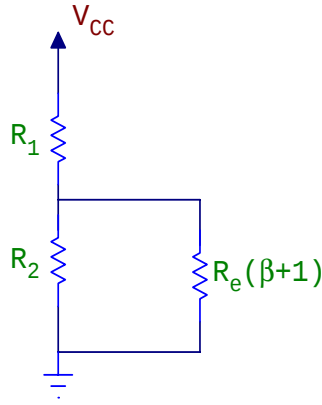


Figura 7.18:

Vediamo che, se $R_e(\beta + 1)$ è grande, la tensione di base V_B sarà fissata dal partitore $R_1 - R_2$. Quindi la condizione (b) equivale a richiedere un V_B fisso, e ciò suggerisce che la corrente nella serie delle due resistenze $R_1 - R_2$ sia grande rispetto alla corrente che entra in base. Tipicamente, si sceglie R_1 ed R_2 in modo tale che la corrente nella serie dei due sia nel range $0.1 I_E - I_E$.

Vediamo ad esempio di calcolare i valori delle resistenze, se si ammette di adoperare una $V_{CC} = +12V$ ed $I_C = 1 mA$. Si supponga $\beta = 100$. Seguiamo la regola stabilita in precedenza, cioè ammettiamo che $1/3$ del potenziale si ritrovi ai capi di R_c , $1/3$ sia V_{th} ed il rimanente $1/3$ sia la differenza di potenziale V_{CE} .

Avremo quindi:

$$V_{th} = 4 V$$

$$V_E = 4 - V_{BE} \approx 3.3 V$$

Il valore di R_E sarà allora dato da:

$$\frac{V_E}{I_E} \cong 3.3 k\Omega$$

Avendo posto $I_E \cong I_C = 1 mA$.

Fissiamo inoltre una corrente nel partitore $R_1 - R_2$ pari a $0.1 I_E$. Trascurando la corrente di base avremo:

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{0.1 I_E} = 120 k\Omega$$

ed:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = V_{th} = 4 V$$

da cui otteniamo:

$$R_1 = 80 k\Omega, R_2 = 40 k\Omega$$

Inoltre:

$$R_c \cdot 1 mA = 4 V \Rightarrow R_c = 4 k\Omega$$

Possiamo ora ottenere una valutazione più prossima al vero del valore di I_E , tenendo conto della corrente di base, che finora abbiamo trascurato. Dalla relazione 7.27 otteniamo:

$$I_E = \frac{4 - 0.7}{3.3 + R_{th}/101} = \frac{3.3}{3.3 + 26.7/101} = 0.926 \text{ mA}$$

Un sistema alternativo per polarizzare il transistor è quello di figura 7.19.

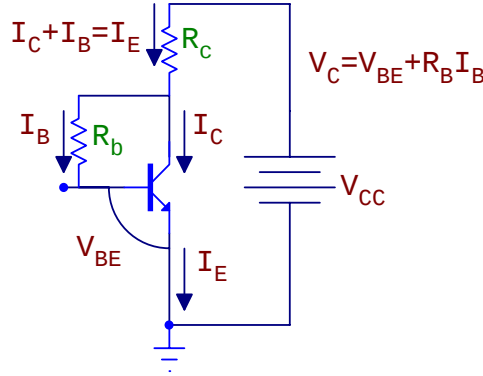


Figura 7.19:

Dalla figura vediamo che:

$$V_{CC} = I_E R_c + I_B R_b + V_{BE} = I_E R_c + \frac{I_E}{\beta + 1} R_b + V_{BE}$$

per cui la corrente di emettitore è:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_c + R_b/(\beta + 1)}$$

Perchè I_E non dipenda da β , scegliamo $R_b/(\beta + 1) \ll R_c$.

Dobbiamo però far ciò tenendo conto del fatto che il valore di R_b determina l'escursione del segnale sul collettore, poichè è:

$$V_{CB} = I_B R_b = I_E \frac{R_b}{\beta + 1}$$

7.6.1 Polarizzazione per mezzo di una sorgente di corrente costante

Lo schema di principio è quello indicato nella parte sinistra della figura 7.20.

Questo schema ha il vantaggio che ora la corrente di emettitore è indipendente dai valori di β e di R_b . È quindi possibile scegliere per R_b una resistenza di valore elevata, ottenendo in tal modo un circuito con elevata impedenza d'ingresso.

Un circuito che realizza uno schema del tipo di quello indicato, è mostrato nella parte destra della stessa figura. Questo genera la corrente costante I da utilizzare nel circuito di emettitore dell'amplificatore mostrato nella parte sinistra della.

Esaminiamo il comportamento di tale "specchio di corrente", come è comunemente chiamato. I transistor Q_1 e Q_2 sono identici (sono realizzati con il medesimo

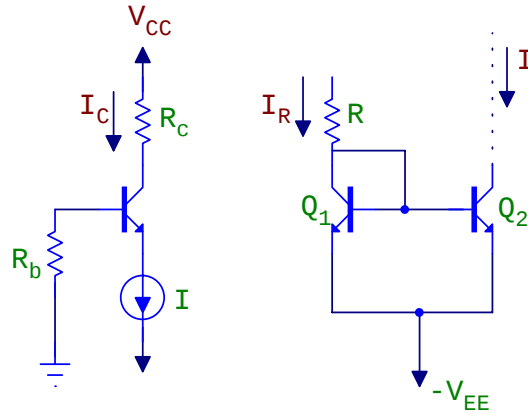


Figura 7.20:

materiale e sul medesimo chip). Notiamo che Q_1 è collegato "a diodo", cioè ha il collettore unito alla base. Con tale collegamento, la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente (sarebbe polarizzata direttamente se fosse $V_B > V_C$). I due transistor hanno sia le basi che gli emettitori uniti insieme, quindi $V_{BE1} = V_{BE2}$ e, poichè i due transistor sono identici, essi avranno uguali correnti. La corrente I sarà quindi uguale ad I_R , con:

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \quad (7.28)$$

Esempio: Ammettiamo che sia: $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $\beta = 100$, $R_b = 100k$, $R_c = 7.2k$ e calcoliamo V_B , V_E , V_C . Ammettendo poi che sia $V_{EE} = 10 \text{ V}$, calcoliamo il valore di R nel generatore di corrente.

V_C può esser ottenuta dalla caduta di potenziale sulla resistenza R_c percorsa da una corrente I_C , dove:

$$I_C = I_E - I_B = I_E - \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E = 0.99 I_E$$

Si ha quindi:

$$V_C = 10 - 7.5 \cdot 0.99 = 2.575 \text{ V}$$

La corrente di base è: $I_B = I_C / \beta = 0.0099 \text{ mA}$, per cui la tensione di base è:

$$V_B = 0 - 0.0099 \cdot 100 = -0.99 \text{ V} \cong -1 \text{ V}$$

La tensione di emettitore è:

$$V_E = V_B - 0.7 = -1.7 \text{ V}$$

Il valore di R nel generatore di corrente può esser ottenuto dalla 7.28:

$$I = 1 \text{ mA} = \frac{10 + 10 - 0.7}{R}$$

da cui:

$$R = 19.3 \text{ k}$$

7.7 Transistor Darlington

Ricordiamo che due parametri importanti in un transistor bipolare a giunzione sono il guadagno in corrente h_{fe} e l'impedenza di ingresso. Quest'ultima è data, con riferimento alla figura 7.21, da:

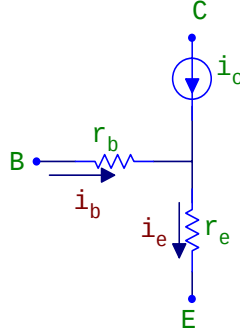


Figura 7.21:

$$r_{in} \equiv h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b} = r_b + (h_{fe} + 1)r_e$$

dove r_e è la resistenza del diodo base-emettitore polarizzato direttamente, cioè:

$$r_e \approx \frac{25}{I_{CQ}(mA)}$$

pari a 2.5Ω se $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$. con ciò:

$$h_{ie} = r_{in} = r_b + (h_{fe} + 1) \frac{25}{I_{CQ} \text{ mA}}$$

Se nel circuito di emettitore è inserita una resistenza R_e , questa verrà ad essere in serie ad r_e e la resistenza d'ingresso sarà ora:

$$r_{in} = r_b + (h_{fe} + 1)(r_e + R_e)$$

A volte r_b ed r_e possono essere trascurate rispetto ad R_e . Avremo allora:

$$r_{in} \cong (h_{fe} + 1)R_e$$

É possibile realizzare transistors con valori di h_{fe} ed h_{ie} molto maggiori, utilizzando coppie di transistor in cui l'emettitore del primo è collegato alla base del secondo. Tali transistor, noti come "Darlington" sono commercializzati da varie ditte. Un esempio tipico è il 2N6285, che ha un guadagno in corrente di circa 4000, con correnti di collettore di 10A. Lo schema più semplice di un transistor Darlington è quello mostrato in figura 7.22.

Il guadagno complessivo in corrente di questo sistema può esser calcolato facilmente:

$$h_{fe} \equiv A_i \equiv \frac{i_c}{i_{b1}} = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{i_{b1}} = \frac{i_{c1}}{i_{b1}} + \frac{i_{c2}}{i_{b1}} = h_{fe1} + \frac{i_{c2}}{i_{b2}} \frac{i_{b2}}{i_{c1}} \frac{i_{c1}}{i_{b1}} =$$

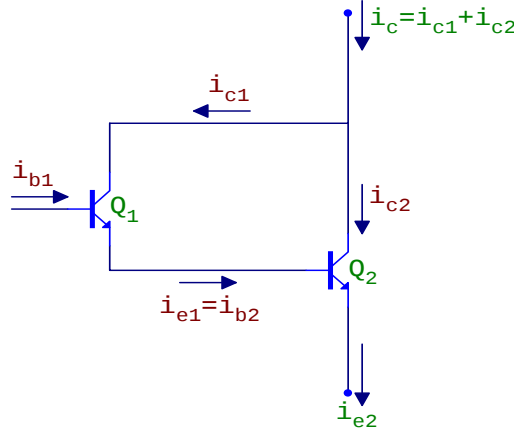


Figura 7.22:

$$= h_{fe1} + \frac{h_{fe2}h_{fe1}}{\alpha_1} \cong h_{fe1} (1 + h_{fe2})$$

poichè $\alpha_1 \approx 1$.

Se i due transistor sono caratterizzati da valori uguali di h_{fe} , si ha, ponendo $h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fet}$:

$$h_{fe} \approx h_{fet}^2$$

Vediamo quindi che il parametro h_{fe} di questo transistor composito (che è noto come transistor Darlington) è all'incirca uguale al quadrato dell' h_{fe} del singolo transistor.

Possiamo ora far vedere che anche l'impedenza d'ingresso risulta molto aumentata.

Guardando nella base di Q_1 vediamo infatti un'impedenza pari a :

$$R_i = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) h_{ie2}$$

con:

$$h_{ie2} \cong \frac{V_T}{I_{EQ} \text{ mA}} = \frac{25}{I_{EQ} \text{ mA}}$$

Quindi:

$$\begin{aligned} R_i &= (h_{fe1} + 1) \frac{V_T}{I_{EQ1}} + (h_{fe1} + 1)(h_{fe2} + 1) \frac{V_T}{I_{EQ2}} = \\ &= (h_{fe1} + 1) V_T \left[\frac{1}{I_{EQ1}} + (h_{fe2} + 1) \frac{1}{I_{EQ2}} \right] = (h_{fe1} + 1) \frac{V_T}{I_{EQ2}} \left[\frac{I_{EQ2}}{I_{EQ1}} + (h_{fe2} + 1) \right] \end{aligned}$$

Notiamo però che le correnti nei due transistor sono nel rapporto:

$$\frac{I_{EQ2}}{I_{EQ1}} = (h_{fe2} + 1)$$

per cui:

$$R_i = 2(h_{fe1} + 1)(h_{fe2} + 1) \frac{V_T}{I_{EQ2}}$$

Vediamo quindi che l'impedenza d'ingresso complessiva è maggiore di quella del singolo transistor di un fattore $2(h_{fe} + 1)$.

Notiamo che un transistor Darlington ha un valore di V_{BE} che è il doppio di quello di un normale transistor. Inoltre, un transistor Darlington come lo abbiamo disegnato è intrinsecamente lento, poichè Q_1 non può mandare rapidamente in interdizione Q_2 . Per ovviare a tale inconveniente si modifica la configurazione indicata sopra inserendo una resistenza tra la base e l'emettitore di Q_2 , come mostrato in figura 7.23.

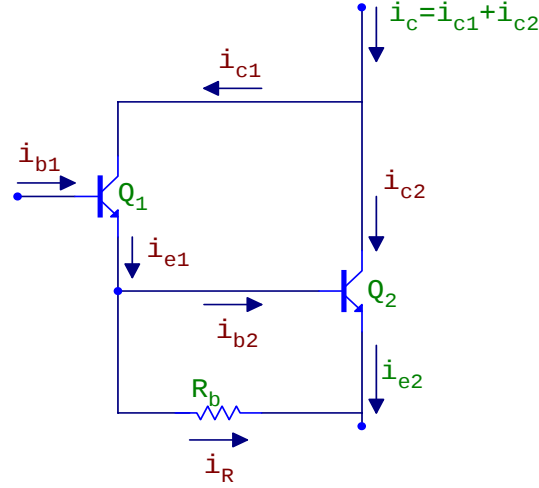


Figura 7.23:

Ora avremo:

$$i_{e1} = i_{b2} + i_R = i_{b2} + \frac{0.7}{R_b}$$

da cui si vede che scegliendo opportunamente R_b si può ottenere un valore conveniente per i_{e1} , a partire dal valore minimo di i_{b2} .

Vediamo come si modifichino ora i valori di R_i e di h_{fe} del sistema. Notiamo che ora R_b è in parallelo con h_{ie2} , con che l'impedenza d'ingresso del circuito sarà:

$$R_i = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)(R_b \parallel h_{ie2})$$

Vediamo che ora l'impedenza d'ingresso è minore di quella del caso precedente. Calcoliamo ora il guadagno in corrente. Abbiamo:

$$i_c = i_{c1} + i_{c2} = h_{fe1}i_{b1} + h_{fe2}i_{b2}$$

con:

$$i_{b2} = i_{e1} \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}} = (h_{fe1} + 1)i_{b1} \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}}$$

In definitiva otterremo:

$$i_c = h_{fe1}i_{b1} + h_{fe2}(h_{fe1} + 1)i_{b1} \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}}$$

da cui:

$$A_i = \frac{i_c}{i_{b1}} = h_{fe1} + h_{fe2}(h_{fe1} + 1) \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}}$$

Nel caso in cui sia $h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe}$, questa diventa:

$$A_i = h_{fe} + h_{fe}(h_{fe} + 1) \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}} \cong h_{fe}^2 \frac{R_b}{R_b + h_{ie2}}$$

Vediamo quindi che anche il guadagno in corrente è inferiore a quello della configurazione in cui la resistenza R_b era assente.

7.8 Specchi di corrente

Cominciamo con l'esaminare la configurazione mostrata in figura 7.24, in cui un transistor npn è montato con base e collettore uniti insieme.

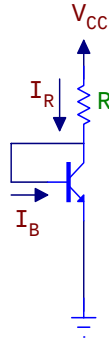


Figura 7.24:

É facile vedere che ora il transistor si comporta come un diodo. Infatti, la polarizzazione è tale che la giunzione emettitore-base è polarizzata direttamente, mentre quella base-collettore è polarizzata inversamente.

La differenza di potenziale tra base ed emettitore sarà quella (V_{BE}) di un diodo polarizzato direttamente. La corrente in R sarà quindi:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

con:

$$I_R = I_C + I_B = I_C(1 + \frac{1}{\beta}) = I_C \frac{1 + \beta}{\beta}$$

Segue da questa:

$$I_C = \frac{\beta}{1 + \beta} I_R = \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \approx I_R$$

Vediamo così che la corrente I_R (e così I_C) è determinata da V_{CC} e dal V_{BE} del transistor (oltre che da R).

Esaminiamo ora la configurazione mostrata in figura 7.25, dove ammettiamo che i due transistor siano identici:

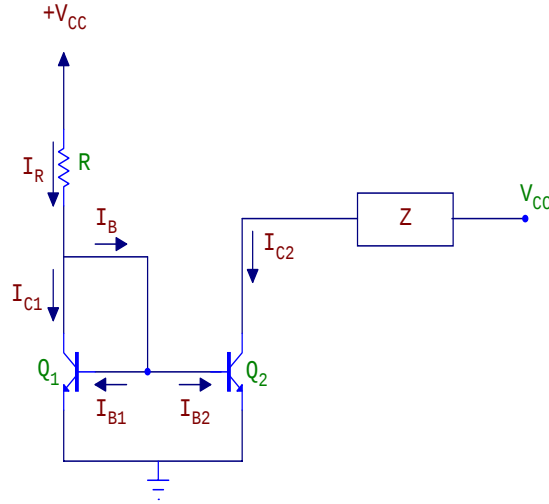


Figura 7.25:

Il transistor Q_1 fa passare una corrente in R data da:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R}$$

Essendo $V_{BE1} = V_{BE2}$ ed inoltre essendo i due transistor identici, avremo che la corrente nel secondo transistor sarà uguale a quella del primo, indipendentemente dal valore di Z.

È come se il primo transistor *programmasse* la corrente che circolerà nel secondo. Più esattamente avremo:

$$I_R = I_C + I_{B1} + I_{B2} = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

con:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

per cui la corrente nel carico Z sarà:

$$I_Z = I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

essendo $\beta \gg 1$.

In realtà, la corrente I_{C2} , cioè la corrente nel carico Z, non sarà rigorosamente uguale a questo valore, a causa dell'effetto Early. Ricordiamo infatti che il circuito d'uscita di un transistor in configurazione di emettitore comune può esser schematizzato come mostrato in figura 7.26:

Nella figura è:

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A}{I_C} \quad (V_A = \text{Tensione di Early})$$

La presenza di r_o , o meglio il fatto che r_o non sia infinitamente grande, è legata all'andamento leggermente crescente delle caratteristiche d'uscita del transistor, come mostrato in figura 7.27:

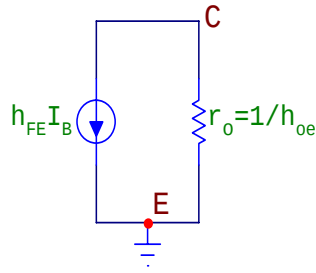


Figura 7.26:

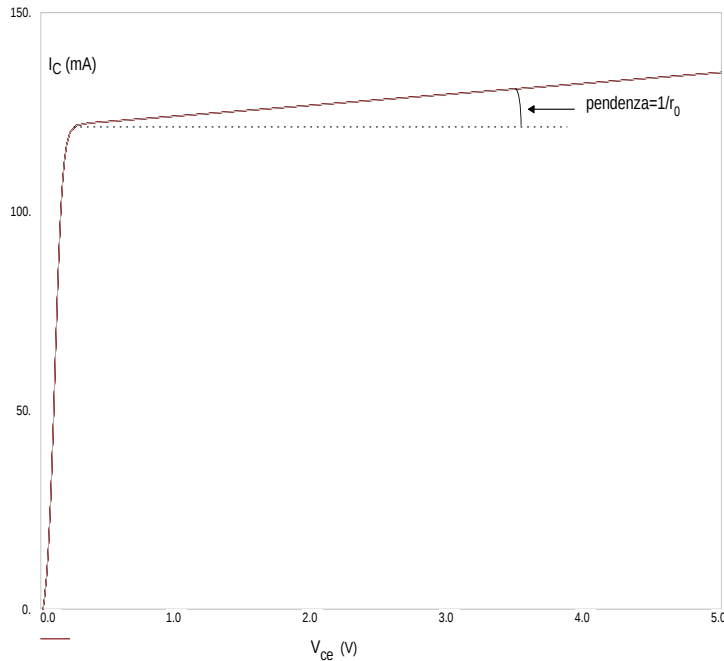


Figura 7.27:

La parte rettilinea della caratteristica interseca l'asse $I_C = 0$ in $V_{CE} = -V_A$ (tensione di Early). Ciò fa sì che al variare di V_{CE2} nel nostro specchio di corrente, I_{C2} non rimanga esattamente uguale ad I_{C1} , ma aumenti all'aumentare di V_{CE2} , cioè cambi al cambiare del carico Z .

Lo specchio di corrente appena esaminato può esser esteso a comprendere più transistor. In tal modo, la corrente che passa in un transistor può "pilotare" le correnti in un numero di carichi diversi. Ciò è indicato in figura 7.28.

Q_0 è il transistor che pilota gli altri. Le correnti I_1, I_2, I_3 saranno, a meno di deviazioni legate all'effetto Early, uguali alla corrente $I_{C0} = I_R$.

Si possono anche realizzare specchi multipli di corrente simili a quello appena descritto, con correnti $I_1, I_2, I_3, \dots$ diverse l'una dall'altra, in rapporti prefissati. Ciò viene ottenuto utilizzando, in un integrato, transistori $Q_1, Q_2, Q_3, \dots$, aventi aree della giunzione di emettitore diverse l'una dall'altra.

Un metodo alternativo per programmare una corrente I_1 minore di quella nel transistor pilota Q_0 , è costituito dal cosiddetto specchio di Widlar. Questo differisce dal normale specchio di corrente per l'inserimento di una resistenza nota

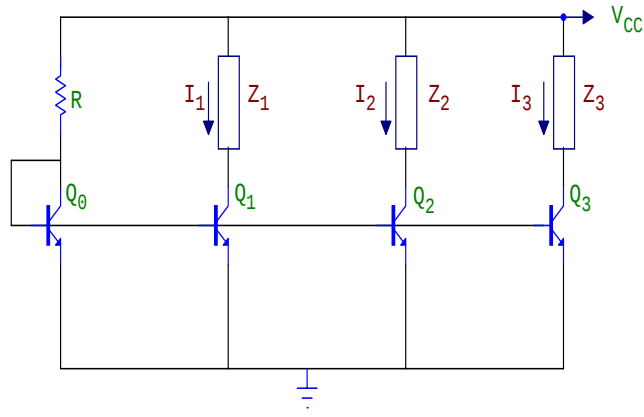


Figura 7.28:

sull'emettitore del transistor Q_1 , come mostrato in figura 7.29

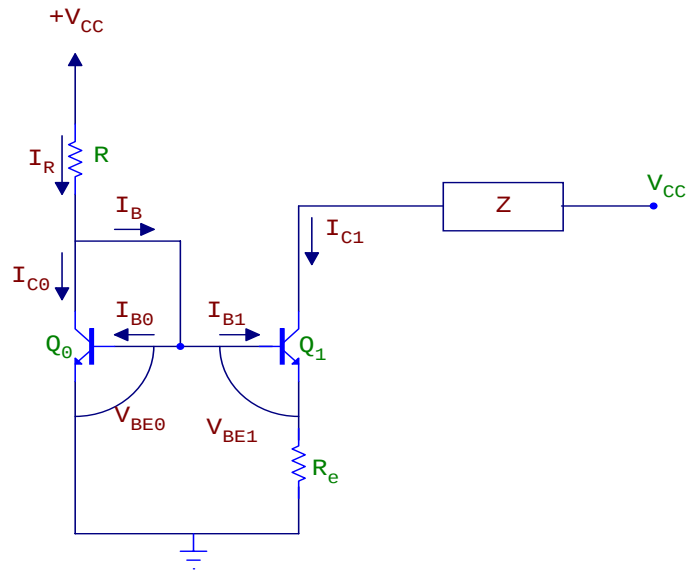


Figura 7.29:

La presenza in tale circuito di R_e , fa sì che V_{BE0} sia diverso da V_{BE1} e quindi che $I_{C1} \neq I_{C0}$. Si ha infatti:

$$V_{BE0} = V_{BE1} + R_e (I_{C1} + I_{B1})$$

da cui segue:

$$\Delta V_{BE} \equiv V_{BE0} - V_{BE1} = R_e (I_{B1} + I_{C1})$$

Riordando che:

$$\frac{I_{C0}}{I_{C1}} = e^{\Delta V_{BE}/V_T}$$

per cui:

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_{C0}}{I_{C1}} \right)$$

si ha:

$$R_e = \frac{\Delta V_{BE}}{I_{B1} + I_{C1}} = V_T \ln \left(\frac{I_{C0}}{I_{C1}} \right) \frac{1}{I_{B1} + I_{C1}}$$

cioè:

$$R_e = \frac{V_T}{I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)} \ln \left(\frac{I_{C0}}{I_{C1}} \right) \quad (7.29)$$

Essendo poi:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BEO}}{R} = I_{CO} + I_{BO} + I_{B1} = I_{CO} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{C1}}{\beta}$$

dove si desidera che sia $I_{C1} \ll I_{CO}$, con che il termine I_{C1}/β (con $\beta \gg 1$) può esser trascurato.

Si ha quindi nuovamente:

$$I_{CO} = \frac{\beta}{1 + \beta} I_R = \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_{CC} - V_{BEO}}{R}$$

Fissati I_{CO} ed I_{C1} si calcola R da quest'ultima e poi R_e dalla 7.29.

Esaminiamo ora l'impedenza d'uscita del generatore di corrente di Widlar, per segnali variabili di piccola ampiezza. Questa può esser calcolata facendo uso del circuito equivalente di figura 7.30.

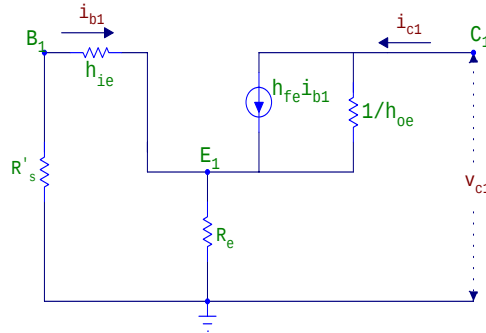


Figura 7.30:

dove R'_s è il parallelo di R e dell'impedenza d'uscita di Q_0 . Per calcolare l'impedenza d'uscita, immaginiamo di applicare ai terminali d'uscita una corrente i_{c1} e calcoliamo la tensione v_{c1} .

$$v_{c1} = \frac{1}{h_{oe}} (i_{c1} - h_{fe} i_{b1}) + R'_P i_{c1} \quad (7.30)$$

dove:

$$R'_P = R_e \parallel (R'_s + h_{ie})$$

Trascurando il secondo termine nella 7.30 rispetto al primo (che prevale a causa del coefficiente $1/h_{oe}$) si ottiene:

$$v_{c1} = \frac{1}{h_{oe}} (i_{c1} - h_{fe} i_{b1}) \quad (7.31)$$

La maglia di sinistra dà poi:

$$i_{b1}(h_{ie} + R'_s) + R_e(i_{b1} + i_{c1}) = 0$$

da cui:

$$b1(h_{ie} + R'_s + R_e) = -R_e i_{c1}$$

$$i_{b1} = -R_e \frac{i_{c1}}{h_{ie} + R'_s + R_e}$$

Sostituendo questa nella 7.30 si ha:

$$v_{c1} \cong \frac{1}{h_{oe}} \left(1 + \frac{h_{fe} R_e}{h_{ie} + R'_s + R_e} \right) i_{c1}$$

e quindi:

$$R_O \equiv \frac{v_{c1}}{i_{c1}} = \frac{1}{h_{oe}} \left(1 + \frac{h_{fe} R_e}{h_{ie} + R'_s + R_e} \right)$$

Se è inoltre $R_e \gg (h_{ie} + R'_s)$, si ha:

$$R_O \cong \frac{1 + h_{fe}}{h_{oe}}$$

cioè la resistenza d'uscita è molto maggiore di quella del singolo transistor Q_O .

Uno specchio di corrente in cui l'effetto Early non può dar noia è costituito dal cosiddetto "specchio di Wilson", mostrato in figura 7.31(a).

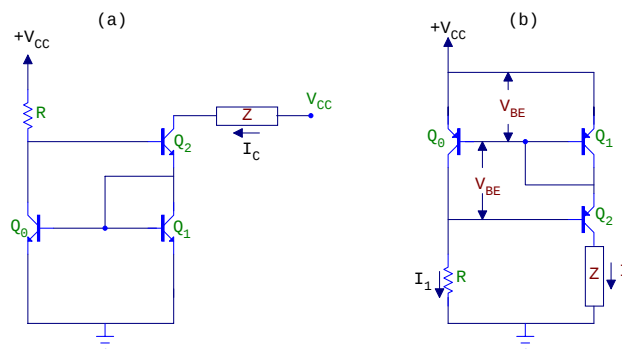


Figura 7.31:

Notiamo che ora base e collettore di Q_1 sono ad un potenziale V_{BE} rispetto a massa. Di conseguenza la base di Q_2 è ad un potenziale $2 V_{BE}$ rispetto a massa. Essendo la base di Q_2 unita al collettore di Q_0 , ne segue che $V_{CE0} = 2 V_{BE} = \text{costante}$. In Q_0 ora non si ha effetto Early, essendo stato fissato V_{CE0} . D'altronde, la corrente

nel carico è uguale a quella in Q_1 , che è uguale a quella in Q_0 e quindi è fissata una volta stabiliti i valori di V_{CC} e di R .

Si può dimostrare che I_C vale:

$$I_C = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} I_R$$

con:

$$I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}$$

e quindi:

$$I_C - I_R = \frac{2I_R}{\beta^2 + 2\beta + 2}$$

$$\frac{|I_C - I_R|}{I_R} = \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \ll 1\%$$

Gli specchi di corrente fin qui esaminati utilizzavano transistor (npn). In tali circuiti il carico era situato tra collettore e alimentazione. Utilizzando transistor pnp si può facilmente ottenere dei circuiti con carico a massa. Ad esempio, lo specchio di corrente di Wilson può esser realizzato con transistor pnp, come mostrato in figura 7.31(b).

